

# 证 明

本证明之附件是向本局提交的下列专利申请副本

申 请 日： 2002 05 16

申 请 号： 02 1 19637.0

申 请 类 别： 发明

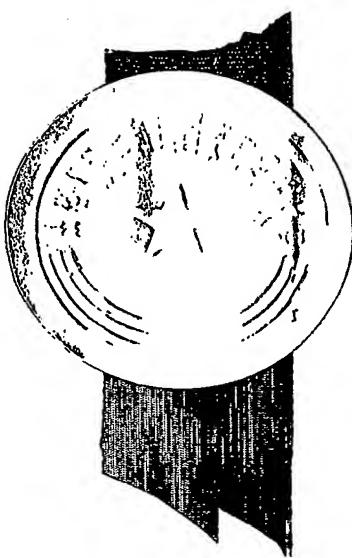
发明创造名称： 绿色开关电源

申 请 人： 姜涛； 陈卫斌

|                   |     |
|-------------------|-----|
| REC'D 26 MAR 2003 |     |
| VPO               | PCT |

发明人或设计人： 陈卫斌

PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)



中华人民共和国  
国家知识产权局局长

王景川

2003 年 2 月 17 日

## 权利要求书

1. 一种防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术，适用于单端反激式、单端正激式、单端混合式、推挽式、半桥式和全桥式等结构，其特征在于：控制电路如检测到功率管或变压器初级超上限电流，则强制调整 PWM 比较器的输入，使得在下一个或几个 PWM 周期内，占空比变小，功率管或变压器初级的峰值电流将减小。
2. 一种开关电源 PWM 控制技术，适用于单端反激式、单端正激式、单端混合式结构，其特征在于：S0 低电平，PCL.QC 高阻，R1 使 Q1 以较小电流导通，经 Da 给 C0 充电，构成启动电路；S0 高电平，PCL.QC 为正常输出，PCL.QC 和 PCL.Q 输出相同，如输出高电平，Q1 和 Qa 导通，如输出由高电平转为低电平，Qa 截止，Da 为 Q1 续流、或 Qa 延时到 Q1 截止后关闭，截止后的 Q1 基极反偏。
3. 一种数字处理高品质 PFC 电流基准产生技术，其特征在于：PFC 输出电压信号的输入不滤波或滤去高频噪声；PFC 电流基准在较大周期结束时调整一次，而且，较大周期最好与市电半周期整数倍的边沿同步、或远大于市电的半周期、或 PFC 电流基准一次调整较小。
4. 一种高品质平均电流模式 PFC 控制技术，其特征在于：由 PFC 电流基准产生相等的稳流为两只容量比为 2: 1 的电容稳流充电；Q 上升沿，Qp 关闭，Ta 关闭，Tb 保持开启；当 Aa 上升沿，Tb 关闭；当 Ab 上升沿，Qp 开启，Ta 和 Tb 开启，直到下一个 Q 上升沿开始新的 PFC 周期。
5. 一种单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC，包括：主电源单元，在主电源控制电路、主电源电路和完整主电源必选其一；待机电源单元，在待机电源控制电路、待机电源电路和完整待机电源必选其一；可选的 PFC 单元，在 PFC 控制电路、PFC 电路和完整 PFC 可选其一；及其它辅助电路单元。
6. 根据权利要求 5，其特征在于：主电源电压误差无反馈，主电源单元不工作；主电源电压误差最大反馈，主电源单元为最大占空比。
7. 根据权利要求 5，其特征在于：采用防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术设计主电源单元和待机电源单元；采用数字处理高品质 PFC 技术设计可选的 PFC 单元。

## 权利要求书

8. 一种 PC ATX 标准等绿色计算机开关电源，其特征在于：主电源单元为单端混合式或正激式结构，励磁电流泄放给主输出 5V 或 12V 或 3.3V，或励磁电流返回输入端。
9. 根据权利要求 8，其特征在于：主电源电压误差反馈，采用 5V 和 3.3V 共同反馈；无反馈，主电源单元不工作；最大反馈，主电源单元为最大占空比；-PS-on 高电平，主电源单元关闭；-PS-on 低电平，主电源单元允许；而且主电源电压误差反馈和-PS-on 遥控由同一路输入 IC。

## 说 明 书

### 绿色开关电源

本发明公开了一种防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术；一种数字处理高品质有源功率因数校正电路（以下称 PFC）技术；一种 AC-DC 变换绿色开关电源集成电路（集成电路以下称 IC，包括半导体 IC、混合 IC 和模块 IC），由主开关电源（以下称主电源）、待机开关电源（以下称待机电源）、可选 PFC、各种辅助电路等部分组成，能满足绿色环保要求的绿色开关电源 IC；一种 PC ATX 标准等绿色计算机开关电源。

关于开关电源 PWM 控制技术，包括单端反激式、单端正激式、推挽式、半桥式和全桥式等结构，在启动或过载时，开关变压器易饱和、和开关功率管易过电流；因此，现有技术是 IC 采用上限电流控制技术，即在达上限电流时立即关断开关功率管，这就要求控制电路有快速反应能力、和开关功率管有快速关断能力（增加了成本和 EMC 问题），否则依然会存在损坏开关变压器或开关功率管的安全隐患。尽管如此，如果有小型化等方面的要求，使得设计人员没有完全按照选定的开关电源 IC 的技术规范、而是根据自己的经验或试验得出余量不足的开关变压器及开关电源；虽然这样设计的开关电源在正常情况下能安全工作，但是，如果负载不正常而出现轻度过载，开关电源 IC 又不能做出反应，此时开关变压器的每一个工作周期均有饱和现象发生，变压器或功率管因此而烧毁。

关于 PFC，为了防止输出电压超过上限带来安全隐患，现有技术在设计电压误差反馈回路特性时，在选择输出电容的容量、功率因素、总谐波失真方面做了权衡或牺牲，这使得在重载时降低了功率因素、增加了总谐波失真；虽然如此，在输入电压超过设计值、或输出忽然由重载转为轻载时，由于电压误差反馈特性或输入电压滤波等原因，控制电路可能并不知道输出电压超过上限（如 UCx854、ML4803 等参考设计），存在安全隐患；另外，为实施平均电流模式，现有技术的外围电路仍然较复杂。

关于 AC-DC 变换绿色开关电源的结构人们对它已有清醒的认识，应包括主电源、待机电源（也可以是线性待机电源）、对于输出功率较大的绿色开关电源还需 PFC（也可以是无源 PFC）、EMC 电路等、以及高的开关电

## 说 明 书

源转换效率；目前的设计方案是把待机电源分离开来设计。关于待机电源，通常的设计方案是采用线性变压器稳压电源（如大量的电视机电源），但难以适应要求越来越高的绿色环保指标；或另一较好设计方案是采用一个小功率输出的待机开关电源，但成本较高。对于主电源、PFC、或二者混合已有较多 IC 解决方案，如 Power Integrations INC 的 TOP 系列、TNY 系列、TL494、UCx842、ML4803、UCx854、UCx852 等 IC。按照目前的绿色开关电源可选的设计方案，所设计的开关电源不是成本较高，就是不能较好满足绿色开关电源的设计指标。

关于 PC ATX 标准等计算机开关电源，现有技术采用独立小功率待机电源（可选的，由标准定）+半桥式主电源结构+TL494 主控制电路。

本发明目的在于设计出一种以能满足绿色环保要求的、低成本或高品质的，由主电源、待机电源、PFC、各种辅助电路等部分组成 AC-DC 变换绿色开关电源 IC；防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术；数字处理高品质 PFC 技术；以及 PC ATX 标准等绿色计算机开关电源。

本发明的防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术，数字处理高品质 PFC 技术，AC-DC 变换绿色开关电源 IC，PC ATX 标准等绿色计算机开关电源，是通过以下方案实现的。下面结合本发明非限定实施例和附图做阐述。

图 1 为优选、防过载、防饱和、带启动电路、可独立使用的非限定开关电源 PWM 控制技术原理示意图。

图 2 为另一种优选、防过载、防饱和、带启动电路、可独立使用的非限定开关电源 PWM 控制技术原理示意图。

图 3 为优选、防过载、防饱和、不带启动电路的非限定开关电源 PWM 控制技术主电源实施例原理示意图。

图 4 为优选、数字处理、高品质、可独立使用的非限定 PFC 技术原理示意图。

图 5 为另一种优选、数字处理、高品质、可独立使用的非限定 PFC 技术原理示意图。

图 6 为优选、简化数字处理、高品质、可独立使用的非限定 PFC 技术原理示意图。

## 说 明 书

图 7 为优选非限定 AC-DC 变换绿色开关电源实施例示意图。

图 8 为优选非限定 AC-DC 变换绿色开关电源实施例示意图。

图 9 为优选非限定 AC-DC 变换绿色开关电源实施例示意图。

图 10 为优选高品质、低成本非限定 PC ATX 标准绿色开关电源实施例示意图。

图 11 为另一种优选高品质、低成本非限定 PC ATX 标准绿色开关电源实施例示意图。

图 12 为优选无 PFC、低成本非限定 PC ATX 标准绿色开关电源实施例示意图。

特别提请注意：所有附图的标识及元件的功能是一致的，所有附图标注的电压值和电阻值为非限定值，可根据设计目标和需求而设定为其它值；MOS 管或三极管一般可改变驱动与三极管或 MOS 管互换！

防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术：

图 1 和图 2，可作为独立使用的开关电源（如手机充电器等），或作为本发明优选单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC 方案的待机电源单元，Q1 为优选经济型功率三极管（如 13003、BUX87 等），Qd 为优选内置集成功率管，虚线框内为半导体 IC 电路部分，但 Rb 和 Qa 根据半导体工艺可集成于 IC 内或外置；图 3 可作为本发明优选单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC 方案的主电源单元，虚线框内为半导体 IC 电路部分，大功率管 Q2 可外置或集成于半导体 IC 内。Ia, Ib 电流源，推荐的较好取值范围为 0.1-1mA；3R, 1R 电压取样电阻，取样比为 3:1，推荐的较好取值 66K:22K。

S0，施密特比较器，图 1，在 S0 输出低电平时，PCL.QC 高阻输出，高压高阻值 R1 提供基极电流使功率管 Q1 以较小集电极电流导通，经二极管 Da 给电容 C0 充电，构成 PWM1 启动电路；但在 S0 输出高电平时，PWM1 恢复正常状态，PCL.QC 为正常输出，R1 不起作用。图 2，在 S0 输出低电平时，高压电流源开启为电容 C0 充电，构成 PWMs 启动电路；但在 S0 输出高电平时，PWMs 恢复正常状态，高压电流源关闭。

图 1，PWM1 在正常状态时，PCL.QC 和 PCL.Q 输出相同，如输出高电平，Q1 和 Qa 导通，Rb 检测开关变压器 T1 初级电流；如输出由高电平转为低电平，Qa 截止，但由于存储效应的原因，Q1 不会立即截止，二极管 Da 续流、或设计延时电路使 Qa 延时到 Q1 截止后关闭；但在 Q1 截止

## 说 明 书

后,  $Q_1$  基极反偏, 提高了  $Q_1$  的集电极耐压。图 2, PWMs 在正常状态时,  $PCLs.Q$  如输出高电平,  $Q_d$  导通,  $R_b$  检测开关变压器  $T_1$  初级电流; 如输出低电平,  $Q_d$  截止。图 3, PWM2 在正常状态时,  $PCL2.Q$  如输出高电平,  $Q_2$  导通,  $R_2$  检测开关变压器  $T_2$  初级电流; 如输出低电平,  $Q_2$  截止。

$S_2$ , PWM 比较器, 决定 PWM 的占空比, 原理是, 振荡器输出  $Q$  的上升沿功率管开始导通, 变压器初级电流增加,  $R_b$  或  $R_2$  的压降也增加, 当该压降等于或大于输出电压误差反馈反映在  $C_1$  或  $C_2$  上的电压 (以下简称  $UC_1$  或  $UC_2$ , 根据图中数据计算, 其最大值为 2.8V) 时,  $S_2$  输出低电平时, 功率管关闭; 但振荡器决定 PWM 的最大占空比, 原理是,  $S_2$  仍在输出高电平时, 振荡器输出  $Q$  变为低电平, 则功率管关闭;  $S_1$  (可选), 施密特比较器, 原理是, 如  $UC_1$  或  $UC_2$  低于设定值、则功率管 PWM 周期关闭, 如  $UC_1$  或  $UC_2$  高于设定值、则功率管 PWM 周期开启, 因此提高了开关电源轻载时的效率。 $S_3$ , 上限电流比较器, 如果变压器初级或功率管达上限电流, 控制电路在关闭功率管的同时启动防过载防饱和控制逻辑  $S_5$ 。

$S_5$  有许多解决方案, 本发明认为最简易方案是,  $S_5$  被启动一次,  $S_4$  则导通一个振荡器周期或振荡器低周期; 但须满足以下条件,  $S_4$  在一个 PWM (或振荡器) 周期内平均电流 (称为  $I_4$ ) 大于电流源  $I_a$  (图 1 和图 2) 或主电压反馈电流减电流源  $I_b$  (图 3, 差值为  $I_c$ );  $I_4$  和  $I_a$  或  $I_c$  在一个 PWM 周期内对  $UC_1$  或  $UC_2$  共同贡献可选在 2.8V\* (-10%) 以内, 而此时的最大输出电流应在 95% 以上, 如  $I_a$  对  $UC_1$  贡献为 2.8V \* 3.3%, 则  $I_4$  可选为  $I_a$  的 3-4 倍比较好; 因此,  $UC_1$  或  $UC_2$  降低 (强制调整 PWM 比较器的输入), 下一个或几个 PWM 周期, 占空比变小, 变压器初级或功率管的峰值电流将减小; 对于快速功率管、容量充足的变压器和响应较快的控制电路, 过载时,  $UC_1$  或  $UC_2$  在最大值 2.8V 附近; 对于较慢功率管、或容量不足的变压器 (变压器一旦饱和, 其初级电流迅速上升, 到达或超过上限电流) 或响应较慢的控制电路, 在过载时,  $UC_1$  或  $UC_2$  将小于最大值 2.8V, 控制电路将超前关断功率管; 虽然仍有功率管超上限电流或变压器饱和, 但时间极短, 可以保证功率管和变压器的安全, 提高了可靠性, 这就是防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术带来的积极效果。

$S_5$  的另一方案是,  $S_5$  被启动一次,  $I_4=I_a$  (或  $I_c$ ) \* 1.2; 后继若干个 (究竟几个与倍数有关) PWM 周期  $S_5$  如无被启动,  $I_4=I_a$  (或  $I_c$ ) \* 0.8,

## 说 明 书

然后停止 S5；上述倍数 1.2 和 0.8 可以是其它大于 1 和小于 1 的值，但应考虑开关电源的瞬态响应；此方案可进一步提高对功率管和变压器保证，增大最大输出电流。S5 还可采用数字处理逻辑方案，自适应收敛过载时的 I4。为了便于在使用过程中的监视，S5 最好输出过载监视信号（原理是 S5 被启动一次产生一次输出，图中未画出）。

图 1、图 2 及图 3 可用于单端反激式或正激式、或单端混合式（单端正反激式，如图 11 示意），如为连续模式，则应为 PCL、PCLs、PCL2 和 S5 设计延时电路，防止功率管电流开启尖峰使功率管误关断或 S5 误启动。

上述防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术也可用于推挽式、半桥式和全桥式等结构，如这些结构的控制电路检测到功率管或变压器初级超上限电流，则控制电路强制调整 PWM 比较器的输入（具体做法，也可强制调整输出电压误差放大器的输入，从而间接调整 PWM 比较器的输入），使得在下一个或几个 PWM 周期内，占空比变小，功率管或变压器初级的峰值电流将减小，因此保护了功率管和变压器，提高了开关电源的安全性和可靠性。

### 数字处理高品质 PFC 技术：

图 4、图 5、图 6，可作为独立使用的 PFC，或作为本发明优选单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC 方案的可选的 PFC 单元，虚线框内为半导体 IC 电路可实施部分。R3 检测 PFC 电感 Lp 电流，PFC 电流（即 Lp 电流）基准输出滤波电容 Cir 和大功率管 Qp 可外置或集成于半导体 IC 内。UD，市电整流同步输入，RV，高压限流电阻。Rh、RI，PFC 输出电压分流输入电路，不滤波或滤去大于约数千 Hz 的高频噪声，能实时反映 PFC 输出电压，为快速响应创造条件；VA，电压检测，采用四电压比较器输出高高压 Vhh、高压 Vh、低压 VI、低低压 VII 信号，VA 也可理解为一个 A/D 转换器。IR0，PFC 电流基准输出累加器（根据溢出输出转换为电容 Cir 电压，为 PFC 电流提供基准，是一种 D/A 转换；但电容 Cir 电压与 IR1 乘反比）；IR1，当前 PFC 电流基准输出寄存器；IR2，PFC 电流基准输出寄存器；IR3，大周期 PFC 平均电流基准输出寄存器；II，当前 PFC 电流基准输出寄存器（IR1）大周期累加器；CT，大周期计数器；IR0、IR1、IR2、IR3（根据精度需求）优选 8 位或 9 位，CT（根据大周期在大于市电周期较宽范围内选取）优选 12 位，则 II 优选 20 位或 21 位。

图 4，PFC 电流基准产生逻辑（即数字处理单元，IR Logic）：应在上

## 说 明 书

电复位后延时若干，PFC Logic 置允许信号，完成 PFC 软启动特性，同时置 IR2 和 IR3 为其最大值的一半，II 和 CT 复位；一个大周期完成，由 II 得大周期电流基准输出平均值装入 IR3，启动新的大周期；电压检测 0000（指  $V_{hh}=0$ 、 $V_h=0$ 、 $V_l=0$ 、 $V_{ll}=0$ ，只有 0000、0001、0011、0111、1111 五种状态），IR1 置最大值（stf），防止 PFC 输出电压跌落太多；电压检测 1111，IR1 置 0（cl0），PFC Logic 置禁止信号，防止 PFC 输出电压超过上限，在电压检测恢复到 0011 后，PFC Logic 置允许信号；电压检测非 0000 或非 1111，而且 PFC Logic 为允许，IR2 装入 IR1；电压检测 0000 到 0001 或 1111 到 0111，IR3 装入 IR2，使用大周期平均电流基准；电压检测 0111 到 0011 再到 0111，IR2 下调，搜索实际的 IR2 值；电压检测 0011 到 0001 再到 0011，IR2 上调，搜索实际的 IR2 值；对于较稳定的负载，IR2 下调或上调，减一或加一即可；对于变化较大的负载，可采用一个调整当量寄存器，如果 IR2 为连续下调或连续上调，则调整当量寄存器增加，否则调整当量寄存器减少，因此，IR2 下调或上调，为 IR2 减或加调整当量寄存器；可采取限制措施保证 IR2 大于指定值，使 PFC 工作在连续电流模式。

图 5, PFC 电流基准产生逻辑 (IR1 Logic): 与上述 IR Logic 原理基本相似，所不同的是，IR2 的变更（下调或上调或装入），与 UD 的上升沿或下降沿同步（以下简称 UD 同步）；电压检测 0000 到 0001 或 1111 到 0111，UD 同步 IR3 装入 IR2；电压检测 0111，UD 同步 IR2 下调；电压检测 0001，UD 同步 IR2 上调；电压检测 0011 不动作，因此可将  $V_h$ 、 $V_l$  合并为一个信号，仅有 0000、0001、0111、1111 四种状态，但不合并 IR2 将减少变更频率；因此，在市电的半周期内 PFC 电流基准恒定。

图 6, PFC 电流基准产生逻辑 (IR2 Logic): 应在上电复位后延时若干，置 PFC Logic 允许信号，完成 PFC 软启动特性；电压检测 1111，PFC Logic 置禁止信号；UD 同步电压检测 0111，PFC 电流基准置  $R_{i1}$ ；UD 同步电压检测 0011，PFC Logic 置允许信号，PFC 电流基准置  $R_{i2}$ ；UD 同步电压检测 0001，PFC 电流基准置  $R_{i3}$ ；UD 同步电压检测 0000，PFC 电流基准置  $R_{i4}$ ； $R_{i1}$ 、 $R_{i2}$ 、 $R_{i3}$ 、 $R_{i4}$  电流基准（由小到大排列，方案 1: 25%，50%，75%，100%；方案 2: 40%，60%，80%，100%；不同方案，VA 需做相应调整），可视为 D/A 变换，因此，可设计为 4 位 D/A 变换，IR2 Logic 则设计为更复杂的逻辑，根据电压检测计算出更精确的 PFC 电流基准，但应

## 说 明 书

保证 PFC 电流基准的变更与 UD 同步。

图 4、图 5、图 6, PFC 技术为平均电流模式, 可工作在连续电流模式或非连续电流模式(但对非连续电流模式, R3 检测 PFC 电流须滤波后送-4 放大器), 原理是: PFC 电流基准产生逻辑, 通过 Cir、Ri(或直接)、Imk 产生相等的稳流为 IC 内(或外置)的两只容量比为 2: 1 的电容(图中为 30PF 和 15PF)稳流充电; PFC Logic 与振荡器同步工作, 但受 PFC Logic 允许信号控制; 振荡器 Q 上升沿, Qp 关闭、Lp 电流下降, Ta 关闭、30PF 稳流充电, Tb 保持开启、15PF 电压保持为 0; 当比较器 Aa 上升沿, Tb 关闭、15PF 稳流充电; 当比较器 Ab 上升沿, Qp 开启、Lp 电流增加, Ta 和 Tb 开启、30PF 和 15PF 被放电为 0 电压, 直到下一个振荡器 Q 上升沿结束、开始新的 PFC 周期; 可以证明, 此控制原理在连续电流模式和 R3 检测无需滤波的情况下, PFC 为理想的平均电流模式, 而且在 Aa 上升沿时 Lp 电流为平均电流。

图 4、图 5、图 6 所示 VA 电压检测, 也可采用不为四个的检测输出信号, 或 A/D 转换器(如一比特 A/D 等)输出电压值, 因此可理解 VA 为 A/D 变换、PFC 电流基准最终产生为 D/A 变换, 但 PFC 电流基准产生逻辑应符合下述原则: VA 输入不滤波或滤去高频噪声; 最好有 Vhh 逻辑, 当 PFC 处于  $V_{hh}=1$  时, PFC 禁止, 防止 PFC 输出电压超过上限; 最好有 VII 逻辑, 当 PFC 处于  $V_{II}=0$  时, PFC 置较大或最大电流基准, 防止 PFC 输出电压跌落太多, 为了便于使用过程中的监视, 最好输出 VII 监视信号(原理是在  $V_{II}=0$  时输出监视信号, 图中未画出); 虽然 Vhh 和 VII 可选, 但有 Vhh 和 VII PFC 将更安全更合理; 非  $V_{hh}=1$  或非  $V_{II}=0$  时, PFC 在较大周期内保持 PFC 电流基准不变, 即在较大周期结束时调整一次电流基准, 而且, 较大周期最好与市电的半周期整数倍的边沿同步, 或远大于市电的半周期, 或 PFC 电流基准变更较小; 根据 VA 输入 A/D 和 PFC 电流基准产生 D/A 变换的复杂性, 可采用更精确的 PFC 电流基准产生逻辑。因此, 上述 PFC 技术的电流基准产生逻辑可用单片机等有数字处理能力的 IC 实施。

因此, 本发明数字处理 PFC 技术, 具有理想的功率因素(可等于 1), 和理想的总谐波失真(可等于 0), 是高品质的 PFC 技术。

单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC:

单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC 设计, 包括: 主电源单元(主电源

## 说 明 书

控制电路、或主电源电路、或完整主电源)，待机电源单元(待机电源控制电路、或待机电源电路、或完整待机电源)，可选的 PFC 单元(PFC 控制电路、或 PFC 电路、或完整 PFC)，及其它辅助电路单元。以下是进一步说明，其内涵和外延会因为 IC 的加工工艺和任务而选择或调整；如变压器不可用于半导体 IC，但可用于模块 IC；再如，隔离反馈电路只适合模块 IC 和混合 IC，而一般不会被半导体 IC 所采用；等等。

主电源单元：主电源控制电路，指 IC 含主电源 PWM 控制电路、驱动电路、可选的主输出电源电压误差反馈电路（隔离或非隔离反馈电路，一般应为隔离反馈电路，下同）等、而无大功率管和主变压器等其它部分，IC 驱动外接大功率管，大功率管再驱动主变压器；主电源电路，指 IC 含主电源 PWM 控制电路、驱动电路、大功率管、可选的主输出电源电压误差反馈电路等，而不含主变压器等其它部分，IC 驱动主变压器，而无需外接大功率管；完整主电源，指模块 IC 含主电源 PWM 控制电路、驱动电路、大功率管、主变压器、主输出电源电压误差反馈电路、主输出整流滤波电路等完整的主电源结构电路。单端反激式、单端正激式、推挽式、半桥式和全桥式等、和相应的 PWM 控制技术可用于主电源，但应优选需求管脚少、工作可靠、成本低、结构简单的结构电路和 PWM 控制技术，如单端反激式或正激式或混合式、和本发明提出的防过载防饱和 PWM 控制技术等。根据可选 IC 工艺和任务，本发明单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC 在主电源控制电路、主电源电路和完整主电源三者中必选其一。

待机电源单元：待机电源控制电路，指 IC 含待机电源 PWM 控制电路、驱动电路、可选的待机输出电压误差反馈电路、而无功率管和待机变压器等其它部分，IC 驱动外接功率管，功率管再驱动待机变压器；待机电源电路，指 IC 含待机电源 PWM 控制电路、驱动电路、功率管、可选的待机输出电压误差反馈电路、而无待机变压器等部分，IC 驱动待机变压器，而无需外接功率管，由于一般待机电源的输出要求为峰值 5V@2.5A、额定 5V@1A 左右，很适合 IC 集成待机电源功率管，应成为优选方案；完整待机电源，指模块 IC 含待机电源 PWM 控制电路、驱动电路、功率管、待机变压器、待机输出电压误差反馈电路、待机电源整流滤波输出等完整的待机电源结构电路。待机电源一般为隔离 5V 输出、也可是其它值输出，应优选需求管脚少、工作可靠、成本低、结构简单的结构电路和 PWM 控制电路，

## 说 明 书

如单端反激式或正激式结构、和本发明提出的防过载防饱和 PWM 控制技术等。根据可选 IC 工艺和任务，本发明单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC 在待机电源控制电路、待机电源电路和完整待机电源三者中必选其一。

可选的 PFC 单元：PFC 控制电路，指 IC 含 PFC 控制电路、驱动电路、而无大功率管等部分，IC 驱动外接大功率管，大功率管再驱动 PFC 电感；PFC 电路，指 IC 含 PFC 控制电路、驱动电路、大功率管、而不含 PFC 电感和滤波电容等部分，IC 驱动 PFC 电感，而无需外接大功率管；完整 PFC，指模块 IC 含 PFC 控制电路、驱动电路、大功率管、PFC 电感、滤波电容等完整的 PFC 结构电路。PFC 应优选需求管脚少、工作可靠、结构简单、成本低或高品质结构，如本发明提出的数字处理高品质 PFC 技术。根据可选 IC 工艺和任务，本发明单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC 在 PFC 控制电路、PFC 电路和完整 PFC 三者中可选其一。

其它辅助电路单元：应包括可共享或须单元独有的启动电路、保护电路、电压参考电路和时钟电路等；各种适合模块 IC 和混合 IC 工艺的可选电路，如隔离或非隔离（一般应为隔离）功能反馈电路等；模块 IC 可选的 AC-DC 整流电路、可选的 EMC 电路等。

本发明优选的下列单片 AC-DC 变换绿色开关电源 IC 各方案：

主电源单元和待机电源单元最好采用单端反激式、或单端正激式、或单端混合结构和本发明提出的防过载防饱和 PWM 控制技术：

可选的 PFC 单元最好采用本发明提出的数字处理高品质 PFC 技术。

本发明优选的单片 AC-DC 变换绿色开关电源半导体 IC 方案：

方案 1，主电源控制电路、待机电源控制电路、辅助电路等；

方案 2，主电源控制电路、待机电源电路、辅助电路等；

方案 3，主电源电路、待机电源电路、辅助电路等；方案 1-3，电视机、影碟机、PC ATX 开关电源等适用；方案 2 具有更经济的优选半导体 IC 方案；

方案 4，主电源控制电路、待机电源控制电路、PFC 控制电路等；

方案 5，主电源控制电路、待机电源电路、PFC 控制电路等；

方案 6，主电源电路、待机电源电路、PFC 电路等；方案 4-6，绿色空调器、高档电脑或服务器的开关电源、大尺寸电视机等适用；方案 5 具有更经济的优选半导体 IC 方案。

## 说 明 书

本发明优选的单片 AC-DC 变换绿色开关电源混合 IC 方案：

方案 1，主电源控制电路、待机电源电路、及相应隔离反馈控制电路等；

方案 2，主电源电路、待机电源电路、及相应隔离反馈控制电路等； 方案 1-2，电视机、影碟机、PC ATX 开关电源等适用；

方案 3，主电源控制电路、待机电源电路、及相应隔离反馈控制电路、PFC 控制电路等；

方案 4，主电源电路、待机电源电路、及相应隔离反馈控制电路、PFC 电路、可选的交流输入整流电路等； 方案 3-4，绿色空调器、高档电脑和服务器的开关电源、大尺寸电视机等适用。

本发明优选的单块 AC-DC 变换绿色开关电源模块 IC 方案：

方案 1，主电源控制电路、完整待机电源、辅助电路等；

方案 2，主电源电路、完整待机电源、辅助电路等；

方案 3，EMC 电路、交流输入整流电路、完整主电源、完整待机电源等部分，直接构成一个完整的电源设计； 方案 1-3，电视机、影碟机、PC ATX 开关电源等适用；

方案 4，主电源控制电路、完整待机电源、PFC 控制电路等；

方案 5，主电源电路、完整待机电源、PFC 电路等；

方案 6，完整主电源、完整待机电源、完整 PFC、EMC 电路、交流输入整流电路等部分，和可选的 PFC 电源输出（适用于绿色空调器的变频器直流电源输入等），直接构成一个完整的带 PFC 电源设计； 方案 4-6，绿色空调器、高档电脑和服务器的开关电源、大尺寸电视机等适用。

图 7、图 8、图 9 采用防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术和数字处理高品质 PFC 技术设计，为优选 AC-DC 变换绿色开关电源，其虚线框内为三款优选的 AC-DC 变换绿色开关电源半导体 IC，为了便于在使用过程中的监视，最好分别输出待机电源过载监视信号、主电源过载监视信号、PFC VII 监视信号、或合并为一个监视信号（图中均未画出）；如不需包括 PFC，则构成另外两款优选的无 PFC 功能的 AC-DC 变换绿色开关电源半导体 IC，为了便于在使用过程中的监视，最好分别输出待机电源过载监视信号、主电源过载监视信号、或合并为一个监视信号（图中均未画出）。对于半导体 IC，主电源单元、待机电源单元和可选的 PFC 单元可共享同一个全内集成或外置定时元件的振荡器，各所需频率可变换取到。主电源电压误差反馈

## 说 明 书

17

电路特性为，无反馈、主电源单元不工作，最大反馈、主电源单元为最大占空比；主电源单元由- $P_m$  控制，- $P_m$  为高电平、主电源单元关闭，- $P_m$  为低电平、主电源单元允许；而且主电源电压误差隔离反馈和主电源单元- $P_m$  隔离遥控由同一路输入 IC；如此设计可防止上电时主电源单元误动作，更具合理性。主电源单元和待机电源单元可采用单端反激式或正激式、单端混合式结构。因此，本优选的 AC-DC 变换绿色开关电源半导体 IC，具有管脚少、易应用、低成本、高品质等特点。

### PC ATX 标准绿色计算机开关电源：

图 10、图 11、图 12 采用防过载防饱和开关电源 PWM 控制技术和可选的数字处理高品质 PFC 技术设计，为优选 PC ATX 标准绿色计算机开关电源。待机电源单元为单端反激式或正激式结构。主电源单元采用单端混合式（或正激式，但图中为混合式）结构，其特征为：励磁电流或能量通过二极管 D<sub>fb</sub> 泄放给主输出 5V 或 12V 或 3.3V（图中为 5V；或非优选，采用通常的正激式结构，励磁电流或能量返回输入端），因为励磁电流能量远小于正激传递的能量，不会引起主输出 5V 或 12V 或 3.3V 失控，因此，可作为优选结构；主电源电压误差反馈，采用 5V 和 3.3V 共同反馈，保证 5V 和 3.3V 具有高的电压控制精度，而且，无反馈、主电源单元不工作，最大反馈、主电源单元为最大占空比，主电源单元由-PS-on 控制，-PS-on 为高电平、主电源单元关闭，-PS-on 为低电平、主电源单元允许；而且主电源电压误差隔离反馈和主电源单元-PS-on 隔离遥控由同一路输入 IC，更具合理性。因此，本优选 PC ATX 标准绿色计算机开关电源，具有易应用、低成本、高品质等特点。

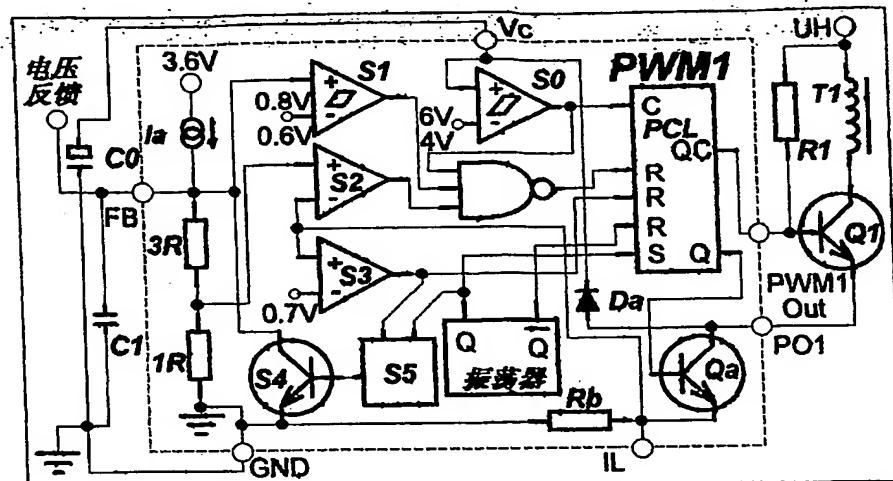


图 1

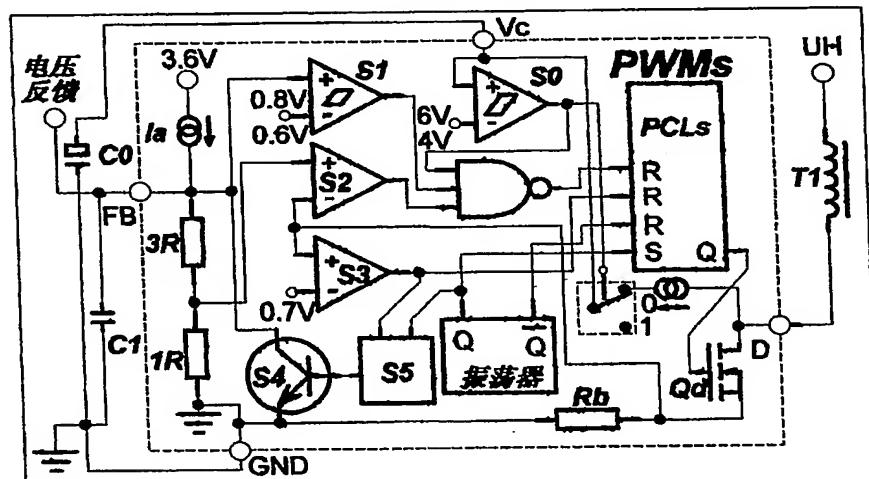


图 2

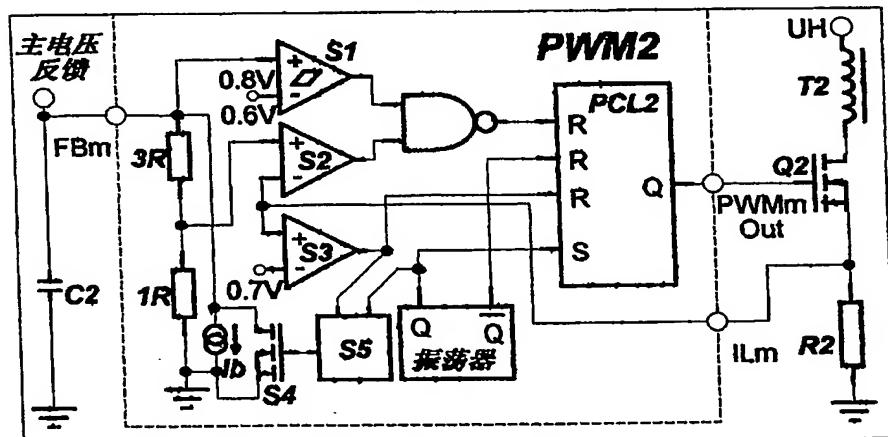


图 3

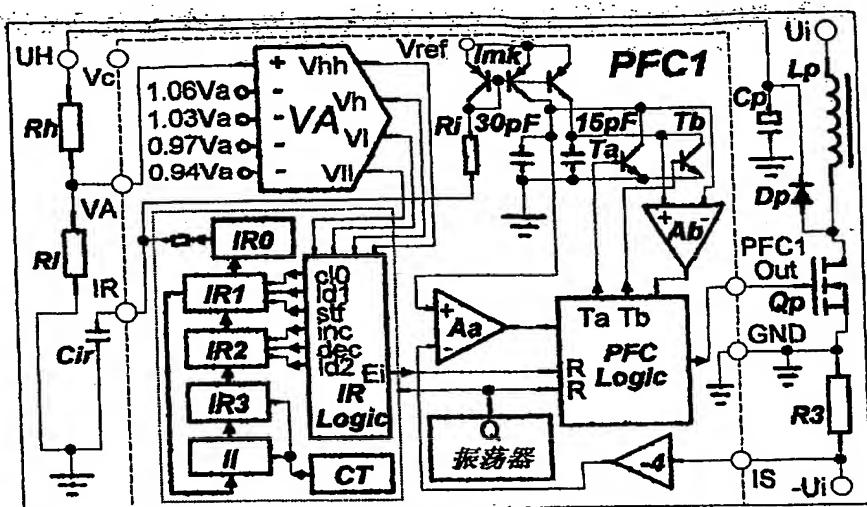


图 4

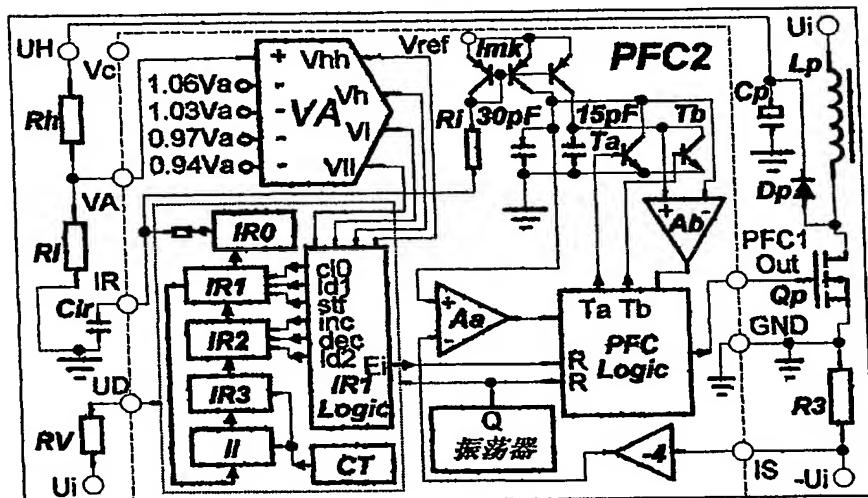


图 5

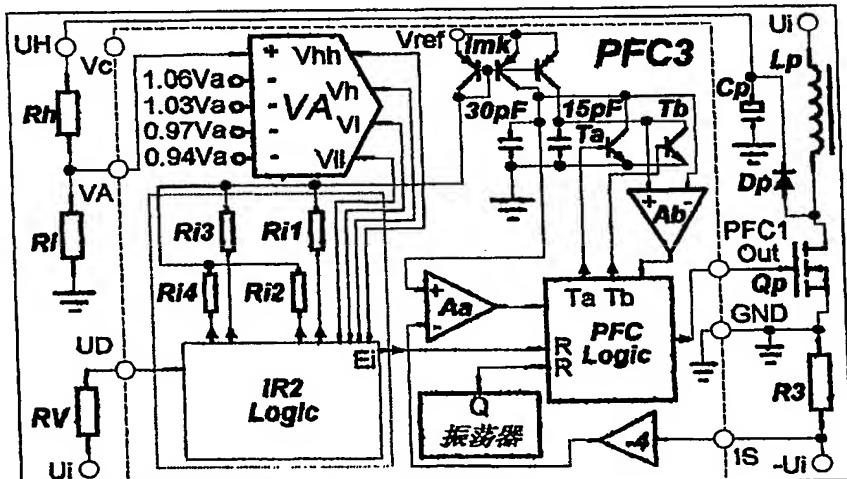


图 6

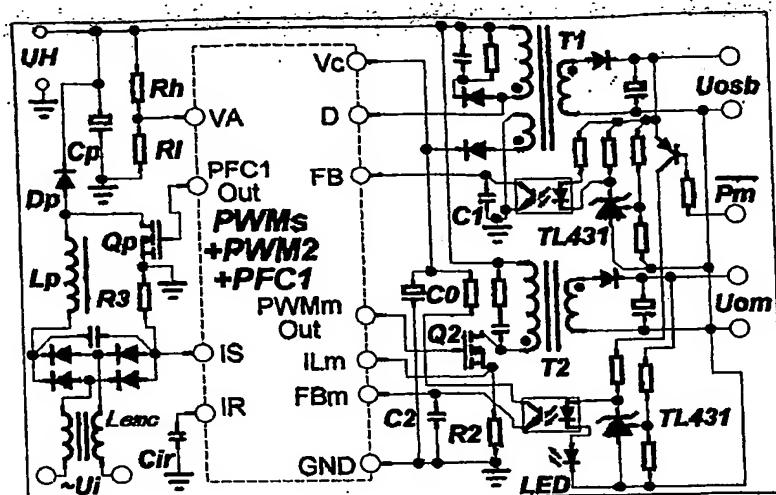


图 7

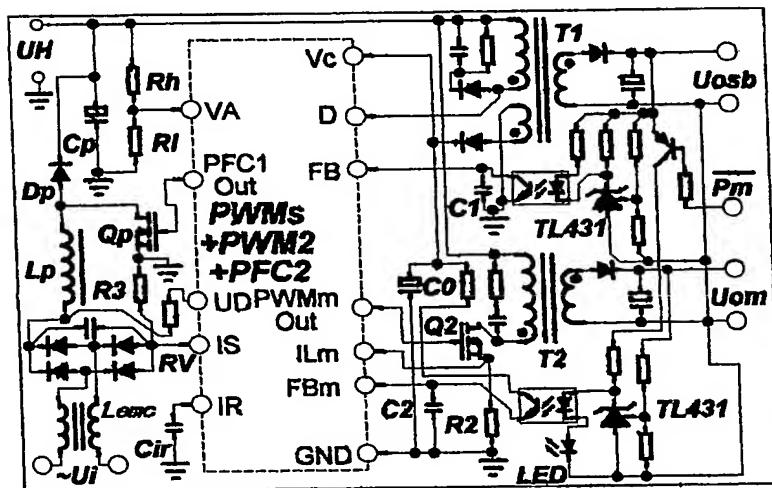


图 8

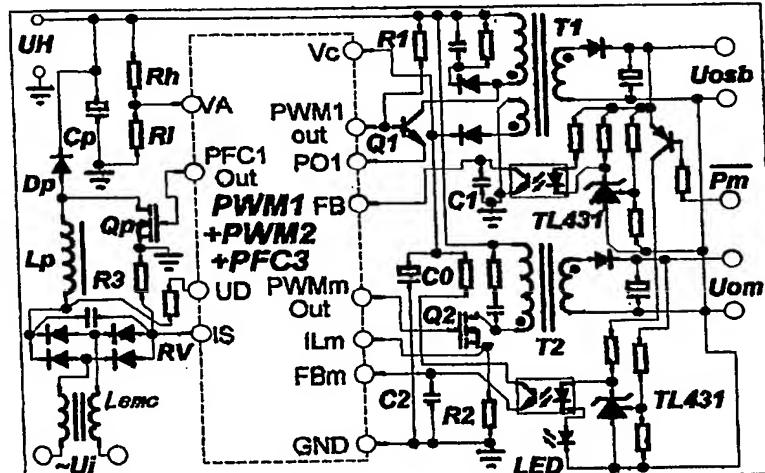


图 9

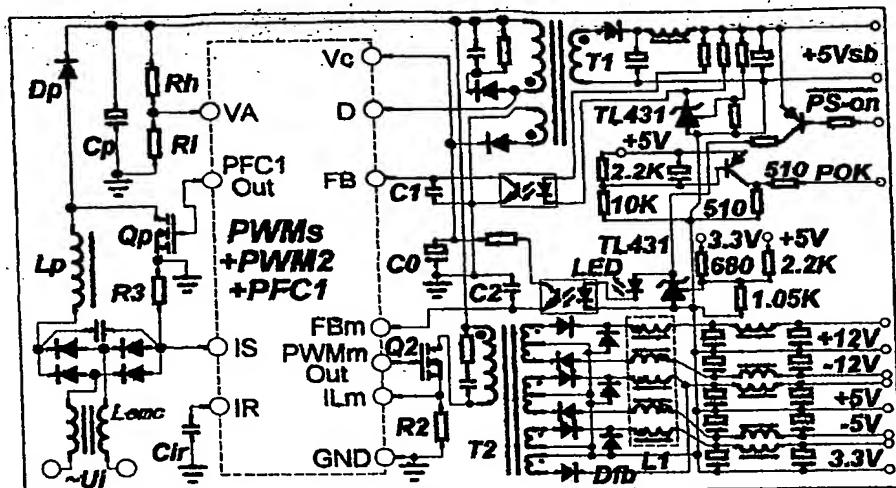


图 10

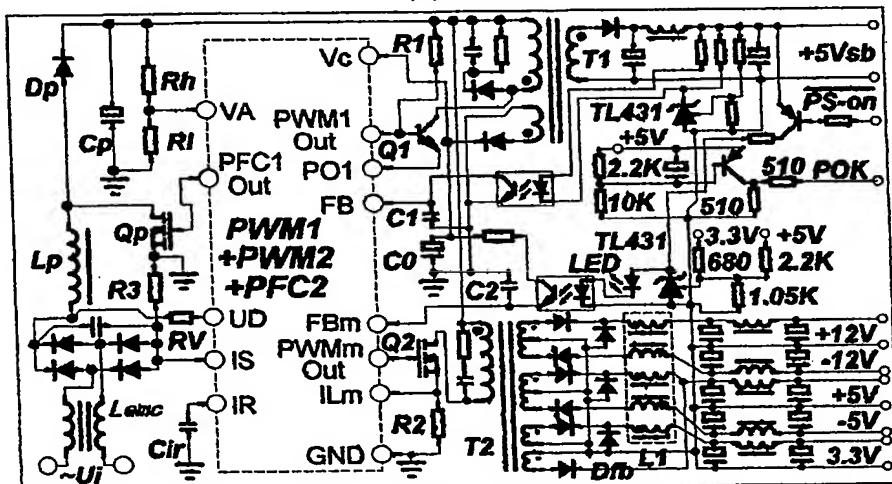


图 11

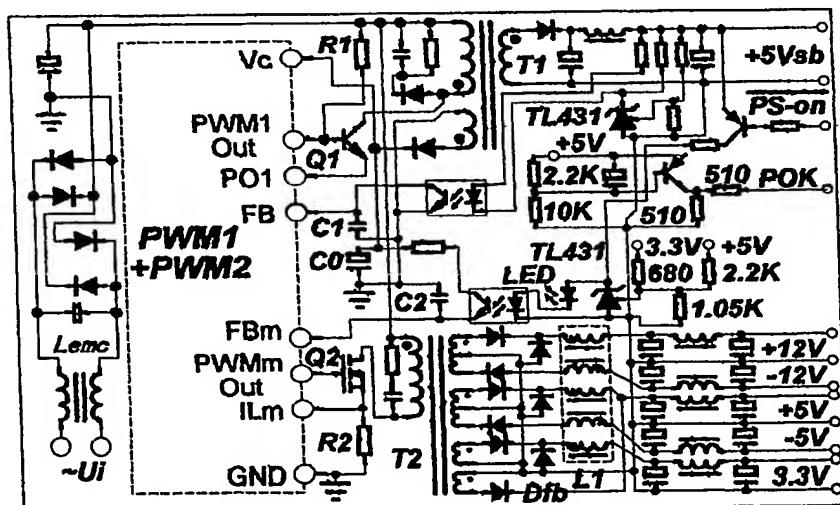


图 12